

1. Einleitung

In Stromversorgungsbaugruppen für elektronische Schaltungen werden mehr und mehr Schaltnetzteile eingesetzt. Hauptgründe sind der gegenüber stetig geregelten Netzteilen höhere Wirkungsgrad, die kleineren Abmessungen und die geringere Masse. Gründe genug auch für den Elektronik-Amateur, sich mit dem Schaltnetzteil zu beschäftigen.

Im vorliegenden Beitrag werden sowohl Schaltungen relativ unproblematischer Schaltregler mit vorgeschaltetem Netztransformator wie auch das netztransformatorlose Schaltnetzteil behandelt. Dabei werden in erster Linie praktische Gesichtspunkte des Schaltungsaufbaus berücksichtigt. Ein tieferes Eindringen in die theoretischen Probleme würde den gegebenen Rahmen überschreiten. Hierzu wird auf [1] bis [7] verwiesen.

2. Schaltregler mit vorgeschaltetem Netztransformator

2.1. Schaltregler mit Komparatorschaltkreis A 110

Schaltregler mit Netztransformator liegen mit ihren Verlusten und ihrer Masse zwischen stetig geregelten Netzteilen und Schaltnetzteilen ohne Netztransformator. Bild 1 zeigt die abgewandelte Schaltung eines Schaltreglers nach [2] für eine Ausgangsspannung von 5 V, die z. B. zum Betrieb von TTL-Schaltkreisen geeignet ist. Der Leistungstransistor VT3 wird durch den Komparatorschaltkreis A 110 mit den nachgeschalteten Transistoren VT1 und VT2 angesteuert. Die für den A 110 benötigte negative Betriebsspannung von -6 V wird durch eine Spannungsverdopplerschaltung (VD6, VD7, C2, C3, R11, VD10) gewonnen. Der Transformator benötigt nur eine Wicklung von 15 bis 20 V. R1 und R11 sind so zu dimensionieren, daß durch VD8 und VD10 im Betrieb noch etwa 5 mA fließen. Die Sollwertspannung von etwa 8,2 V wird durch den Teiler R2, VD9 zwischen der +12-V- und der -6-V-Spannung gewonnen und dem nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3) des A 110 zugeführt. Die Istwertspannung gelangt über den Spannungsteiler R4, R5, R12 an den invertierenden Eingang (Anschluß 4). Übersteigt der Istwert den Sollwert, so sperrt VT3; ist die Sollwertspannung höher, wird VT3 leitend. Der Mitkoppelwiderstand R6 bewirkt ein schnelles Umschalten sowie eine Hysterese und beeinflusst die »Rippelspannung«. Die Speicherdrossel L1

formt im Zusammenwirken mit der Freilaufdiode VD5 aus den dabei entstehenden Rechteckimpulsen am Emitter von VT3 (Bild 2a) eine Gleichspannung mit überlagerter »Rippelspannung« [1], [2]. Eine schnelle »soft-recovery«-Diode wie die SY 356/0,5 eignet sich wegen der durch das »weiche« Ausschalten bedingten, relativ geringen Störspannung besonders.

Auf Grund der erheblichen Gleichstromvormagnetisierung darf der Luftspalt der Speicherdrossel nicht zu klein sein. Für viele Anwendungszwecke in Schaltnetzteilen eignet sich der EE 42-Kern aus Manifer 183, bei dem der Luftspalt durch Papierzwischenlagen zwischen den Schenkeln auf die gewünschte Größe eingestellt werden kann. Bei einer Zwischenlage von 0,2 mm erhält man einen effektiven Luftspalt von etwa 0,4 mm und einen A_L -Wert von $\approx 400 \text{ nH/n}^2$. Für eine Induktivität von 2 mH ergibt sich die Windungszahl n zu:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-3}}{400 \cdot 10^{-9}}} \approx 70 \text{ Wdg}$$

Für Ströme bis zu 2 A genügt ein Drahtdurchmesser von 1 mm. Bei kleineren Strömen als etwa 1 A wird eine größere Induktivität benötigt [1]; [2]. Dabei sollte der Luftspalt beibehalten und die Windungszahl erhöht werden. Bei wesentlich größeren Strömen wird bei annähernd gleicher Windungszahl der Luftspalt vergrößert. An Stelle größerer Drahtstärken als 1 mm sollten 2 oder mehrere Drähte kleineren Querschnitts parallel gewickelt werden.

Die richtige Funktion des Schaltreglers, auch die richtige Dimensionierung der Drossel kann mit einem Oszilloskop überprüft werden. Am Emitter von VT3 zeigen sich die in Bild 2a dargestellten Impulse. Den Verlauf des Drosselstroms I_L (Bild 2b) kann man an einem in die Drosselleitung eingeschalteten Widerstand R_x von etwa 1 Ω kontrollieren. I_L darf auch bei der kleinsten Belastung nicht zu Null werden, d. h., die unteren Spitzen des »Rippelstroms« ΔI_L dürfen die Nulllinie nicht erreichen. Sonst muß die Induktivität vergrößert werden. Nach der Inbetriebnahme ist R_x wieder zu entfernen. Eine Z-Diode VD11 am Ausgang, deren Z-Spannung nur etwa 0,4 V größer ist als die Ausgangsspannung, bewirkt einen einfachen Überspannungsschutz. Steigt die Ausgangsspannung über die Z-Spannung, bringt der Strom über VD11 die Sicherung F1 zum Ansprechen. Im ungünstigsten Fall könnte die Diode zerstört werden; der angeschlossene Verbraucher wird aber auch dann noch vor Überspannung geschützt.

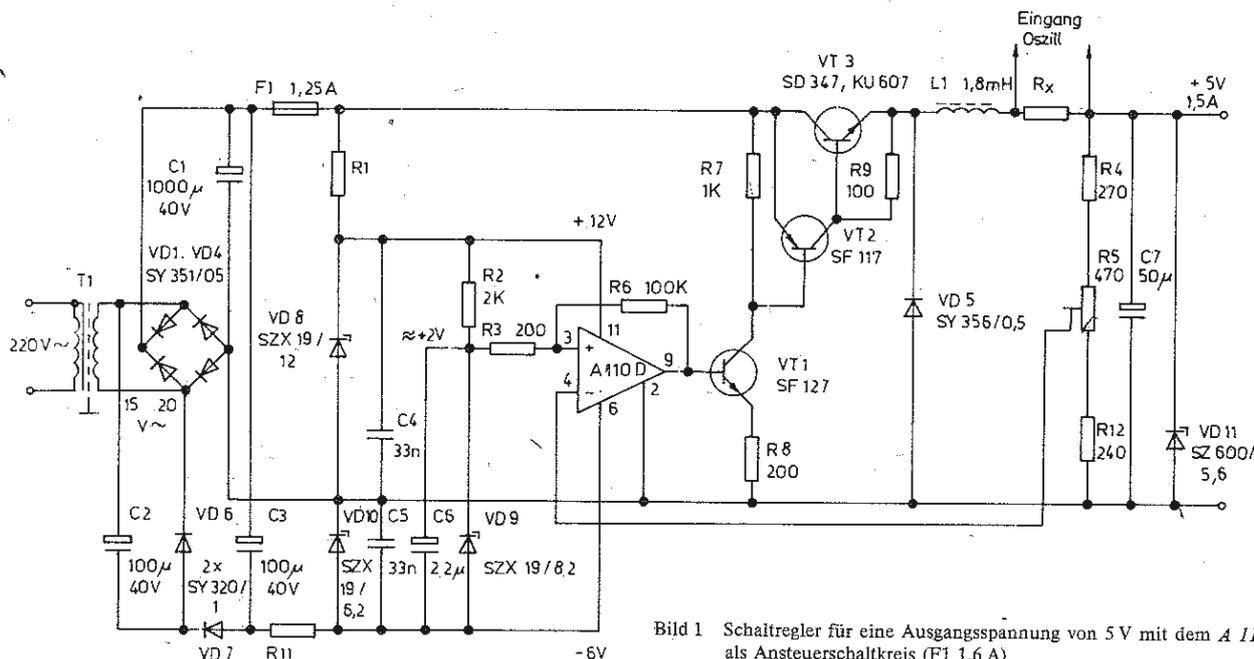


Bild 1 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 5 V mit dem A 110 als Ansteuerschaltkreis (F1 1,6 A)

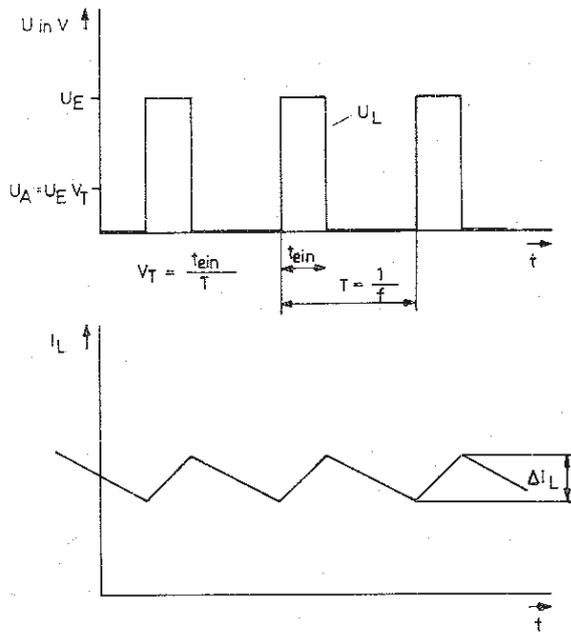


Bild 2 Kurvenformen von Strömen und Spannungen beim Schaltregler nach Bild 1, Bild 3, Bild 4 und Bild 5;

a - Spannungsverlauf am Emitter des Schalttransistors (U_E),
b - Verlauf des Drosselstroms I_L ,
darin sind:

$$V_T = \frac{t_{\text{ein}}}{T} = \text{Lastverhältnis}$$

t_{ein} - Einschaltzeit,

$$T = \frac{1}{f} - \text{Periodendauer} = \text{Kehrwert der Schaltfrequenz}$$

2.2. Schaltregler mit dem Ansteuerschaltkreis MAA 723

Bild 3 zeigt die Schaltung eines Schaltreglers für eine Ausgangsspannung von 12 V und einen Laststrom von 1 A mit dem MAA 723 als Ansteuerschaltkreis. Wie die Schaltung von Bild 1 arbeitet sie nach dem Prinzip des selbstschwingenden Reglers, d. h., Schwingfrequenz, Laststrom und Drosselinduktivität hängen voneinander ab [2]. Der MAA 723 enthält unter anderem eine Referenzspannungsquelle von etwa 7,2 V und einen Eingang, über den der Ausgangsstrom begrenzt werden kann. Der Schaltungsaufbau wird bei gleichzeitiger Erhöhung der Betriebssicherheit einfacher als bei der Schaltung nach Bild 1. Die Sollwertspannung (Anschluß 4) wird dem nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 3) über den Spannungsteiler R4, R5 zugeführt.

R4 ist bei Ausgangsspannungen über 7 V nur erforderlich, damit die Mitkopplung über R6 nicht unwirksam wird. Die Istwertspannung gelangt über den Teiler R14, R13, R12 an den invertierenden Eingang (Anschluß 2). Über R9 fällt eine Spannung ab, die dem Laststrom entspricht. Diese steuert über die Spannungsteiler R7, R8 und R10, R11 einen Transistor VT3 an, der bei einer Spannung von 0,8 bis 1 V über R9 die Überstromsicherung zum Ansprechen bringt und den Ausgangsstrom begrenzt. An R9 kann zur Funktionskontrolle ein Oszilloskop angeschlossen werden, wozu C3 vorübergehend zu entfernen ist. Benötigt man kleinere Ausgangsspannungen als die Referenzspannung von 7,2 V, wird die Schaltung entsprechend Bild 4 modifiziert. Die Ausgangs-(Istwert-)Spannung wird dem invertierenden Eingang (Anschluß 2) direkt zugeführt und die Sollwertspannung mit R4, R5 und R12 auf die Größe der gewünschten Ausgangsspannung von 5 V geteilt. Die Drossel L1 und die Freilaufdiode VD1 entsprechen der Schaltung nach Bild 1. Als Überspannungsschutz kann eine Z-Diode wie in der Schaltung nach Bild 1 verwendet werden. Mehr Sicherheit bietet aber eine zusätzliche Kurzschlußschaltung mit Thyristor, deren Anwendung bei Spannungen unter 6 V jedoch problematisch ist.

2.3. Schaltregler mit dem Impulsbreitenmodulator-schaltkreis B 260

Im Gegensatz zu den selbstschwingenden Schaltreglern nach Bild 1, Bild 3 und Bild 4 arbeitet die Schaltung nach Bild 5 wie die meisten »echten« Schaltnetzteile ohne Netztransformator (siehe das noch folgende Bild 6) mit einer festen Schaltfrequenz. Mit der RC-Kombination von R7 = 18 kΩ und C8 = 3,3 nF beträgt sie etwa 20 kHz. Die Ausgangsspannung U_A wird durch die Impulsbreite bestimmt, die der Regelverstärker durch den Soll/Istwert-Vergleich beeinflusst. Die interne Referenzspannungsquelle erzeugt eine hochkonstante Spannung von etwa 3,4 V, die dem nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers intern zugeführt wird. Der invertierende Eingang (Anschluß 3) erhält die Istwertspannung über den Spannungsteiler R17 bis R20. Wegen der niedrigen Sollwertspannung ergibt sich ein prinzipiell gleicher Schaltungsaufbau bei unterschiedlichen Ausgangsspannungen, die größer als 3,4 V sein müssen. Wesentlichster Unterschied bleibt dann die Dimensionierung des Spannungsteilers R17 bis R20. Die Schaltung nach Bild 5 liefert bei einer Ausgangsspannung von 12 V einen Laststrom von 1 A. Durch Änderung einiger Bauelemente (Klammerwerte) kann sie auf $U_A = 5$ V und $I_A = 1,5$ A umgestellt werden. Am Ausgang (Anschluß 14, Emitter des Ausgangstransistors) liefert der B 260 positive Spannungsimpulse, deren Tastverhältnis V_T (s. Bild 2a) das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung bestimmt:

$$V_T = \frac{U_A}{U_E}$$

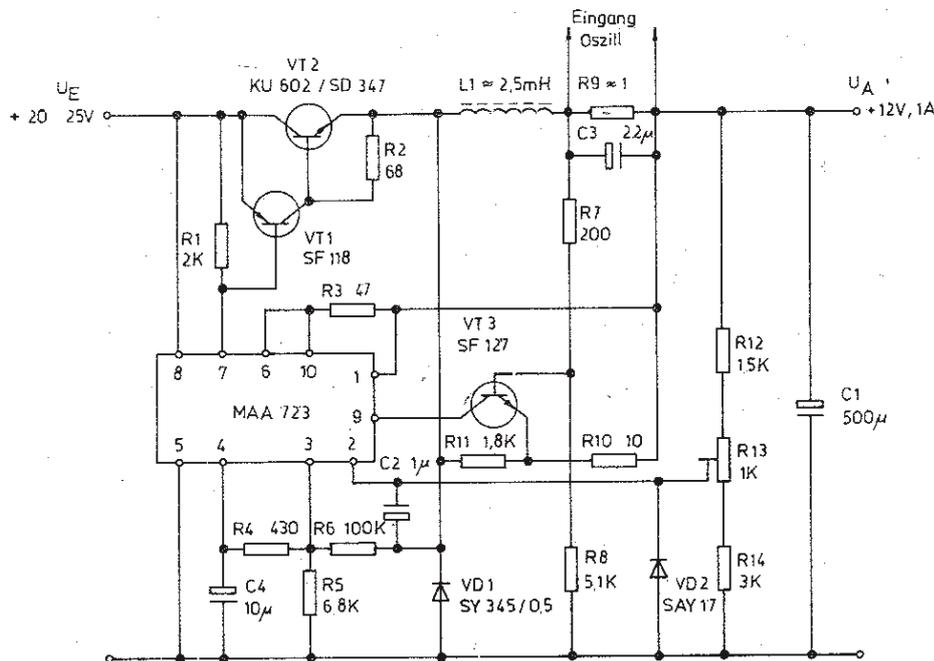


Bild 3 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 12 V mit dem MAA 723 als Ansteuerschaltkreis (für VD1 auch SY 356/0.5)

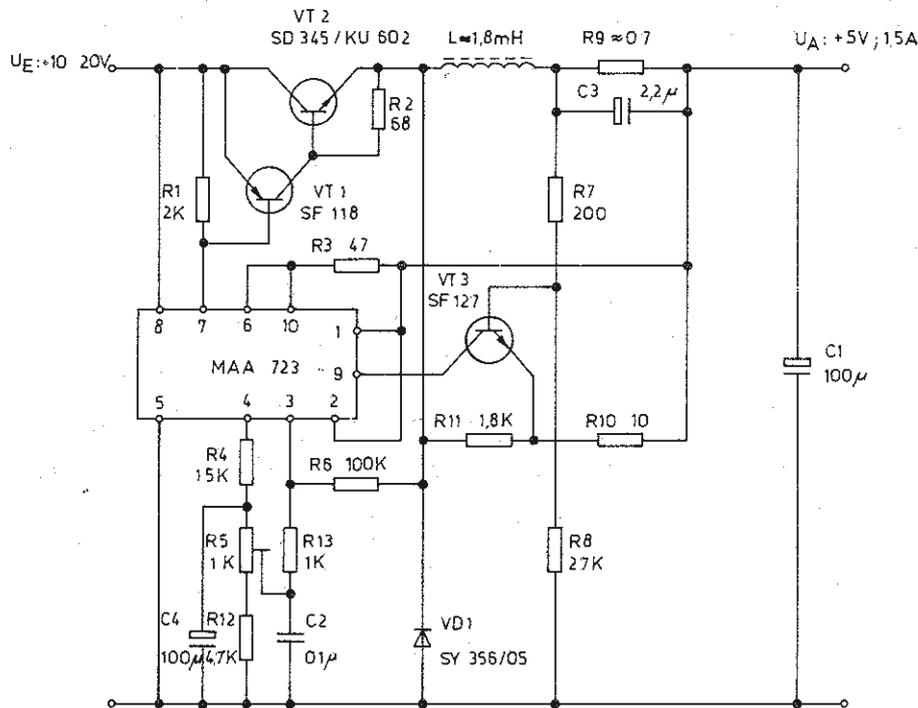


Bild 4 Abgewandelte Schaltung nach Bild 3 für eine Ausgangsspannung von 5 V.

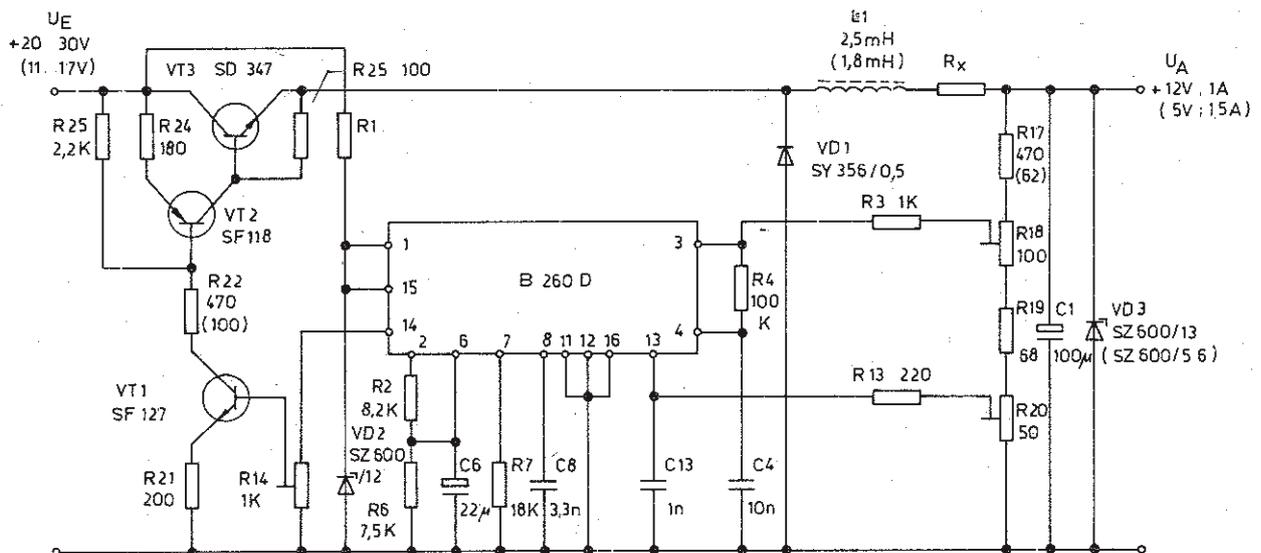


Bild 5 Schaltregler für eine Ausgangsspannung von 12 V mit dem B 260 als Ansteuerschaltkreis. Werte in Klammern gelten für eine Ausgangsspannung von 5 V

Das bedeutet, daß bei einer bestimmten, mit dem Spannungsteiler R17 bis R20 eingestellten Ausgangsspannung die Impulse mit steigender Eingangsspannung schmaler werden und mit fallender breiter. Mit diesen Impulsen wird VT3 über VT1 und VT2 durchgeschaltet. Die Impulse werden in gleicher Weise in eine Gleichspannung umgewandelt wie in den Schaltungen nach Bild 1, Bild 3 oder Bild 4 durch L1 und VD1, ebenso läßt sich mit dem Oszilloskop über Rx kontrollieren.

Relativ einfach kann man in der Schaltung nach Bild 5 den Schutz gegen überhöhte Ausgangsspannung realisieren. Der Überspannungsschutzeingang (Anschluß 13) erhält vom Schleifer von R20 eine der Ausgangsspannung proportionale Teilspannung. Übersteigt die Spannung am Anschluß 13 etwa 0,6 V, werden die Ausgangsimpulse gesperrt. R20 wird so eingestellt, daß das bei einer Überschreitung des Nennwerts der Ausgangsspannung um etwa 0,5 bis 1 V geschieht.

Für die 12-V-Ausführung ist eine Eingangs- oder Rohspannung U_E von 20 bis 30 V optimal. Die Betriebsspannung des B 260 darf 18 V nicht überschreiten und wird mit R1, VD2 auf 12 V

stabilisiert. Bei der 5-V-Ausführung ist eine Rohspannung von 11 bis 17 V am günstigsten. Fällt sie unter 9,5 V ab, schaltet sich der B 260 ab; überschreitet sie mit Sicherheit nicht 18 V, so können VD2 und R1 entfallen. Mit $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$ und $R_6 = 7,5 \text{ k}\Omega$ ergibt sich ein maximales Tastverhältnis V_{Tmax} von $\approx 0,6$, das für beide Varianten geeignet ist.

3. Sperrwandlernetzteil für eine Ausgangsleistung von 25 W ohne Netztransformator

Bild 6 zeigt die Schaltung eines Sperrwandlerschaltnetzteils ohne Netztransformator, ähnlich einer in [3] beschriebenen Variante, für die Ausgangsspannungen von 5 V und 12 V bei Lastströmen von 2 A bzw. 1,2 A. Sie stellt etwa das Minimum an Aufwand für ein Schaltnetzteil dar. Dabei wird der Vorteil des Sperrwandlers genutzt, daß mit einer Regelschaltung mehrere Spannungen erzeugt werden können. Das Problem der Netztrennung bleibt auf den Transformator begrenzt. Dem steht der

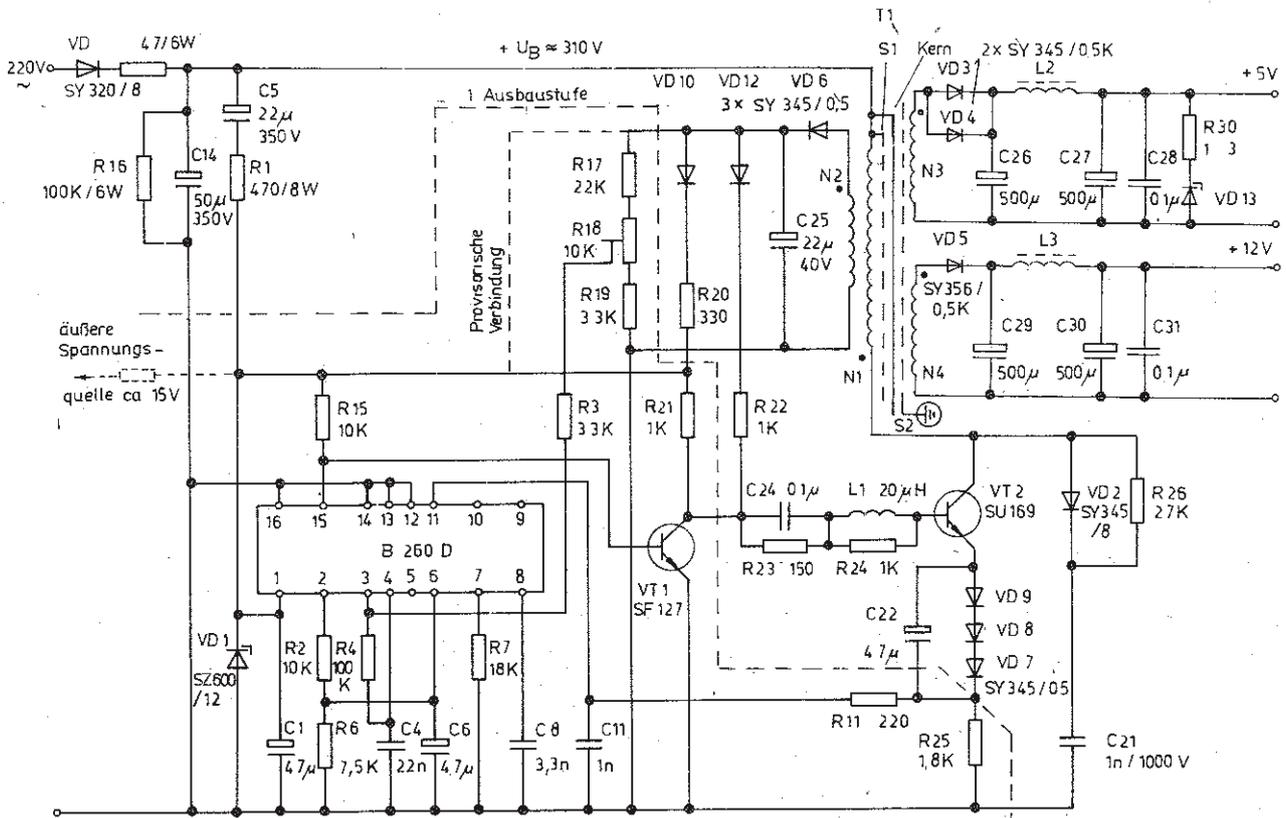


Bild 6 Schaltung eines Sperrwandlerschaltzetteils für die Ausgangsspannungen 5 V und 12 V (VD3, VD4 lies SY 356/0,5 K R25 = 1,8 Ω)

Nachteil gegenüber, daß wegen der getrennten Wicklung n2, die das Istwertsignal für die Regelung liefert, die durch Laständerungen hervorgerufenen Ausgangsspannungsschwankungen nicht ausgeregelt werden. Bei der Inbetriebnahme sollte neben einem Vielfachmesser ein Oszilloskop (am besten eine 2-Kanalausführung) zur Verfügung stehen. Zur Kontrolle und Korrektur der Primärinduktivität von T1 sollte ein Induktivitätsmeßgerät genutzt werden können.

Aufbau und Inbetriebnahme gehen in 3 Stufen vor sich. Zunächst baut man den gestrichelt abgegrenzten Teil, der Impulserzeugung und Steuerung bis zum Treibertransistor VT1 enthält, und erprobt ihn mit einer Fremdspannung, die mit VD1 stabilisiert wird. Aufbau und Funktion dieses Schaltungssteils entsprechen weitgehend der im vorigen Abschnitt beschriebenen Schaltung (Bild 5), so daß die hier gegebenen Hinweise auch bei der Inbetriebnahme der Schaltung nach Bild 5 von Nutzen sein können. R11 und R25 sind erforderlich, weil bei offenem Eingang (Anschluß 11) der Impulsabfall gesperrt würde. Der Spannungsteiler R17 bis R19 wird an die 12-V-Spannung gelegt; der Schleifer von R18 wird an das «kalte» Ende gestellt. Am Ausgang 15 des B 260 ergibt eine Kontrolle mit dem Oszilloskop sehr schmale positive und am Kollektor von VT1 die entsprechenden negativen Impulse. Mit R18 wird die Spannung an Anschluß 3 bis auf etwa 0,5 V erhöht, wobei die Impulsbreite auf ihren durch R2 und R6 festgelegten Größtwert von $V_{Tmax} \approx 0,5$ springt. Erreicht die Spannung an Anschluß 3 die Größe der internen Referenzspannung von etwa 3,4 V, verringert sich V_T wieder stark und erlangt bei weiterem Spannungsanstieg wieder den Minimalwert.

Durch Anschluß der Leistungsstufe wird die Schaltung komplettiert. Der Spannungsteiler R17 bis R19 wird über VD6/C25 an die Wicklung n2 angeschlossen. Die Speisung des B 260 und des Transistors VT1 durch die Fremdspannung dagegen bleibt bestehen. Wegen der höheren Sperrspannung, die mehr Sicherheit gegen Spannungsspitzen bietet, wird für VT2 ein SU 169 eingesetzt, obwohl der SU 167 von den Daten her auch geeignet ist. Im Basiskreis von VT2 befinden sich zum sicheren Ein- und Ausschalten ein Speed-up-Kondensator C24 und eine Drossel L1 [6]. Der Emitterstrom von VT2 erzeugt über VD7 bis VD9 einen Spannungsabfall von etwa 2,4 V, der VT2 nach dem Ausschalten sicher im gesperrten Zustand hält. Der Spannungsabfall über R25 wird über R11, C11 dem Eingang zur Impulsunterdrückung (Anschluß 11) zugeführt. Übersteigt diese Spannung

0,4 V, wird mindestens der nächste Impuls gesperrt, der folgende wieder freigegeben usw. Erst beim Erreichen von etwa 0,6 V werden die Impulse völlig gesperrt, und der Langsamlauf über R2, R6, C6 wird eingeleitet. C11 sollte man so klein wie möglich halten, damit die 0,6-V-Schwelle erreicht werden kann.

Für den Transformator T1 wird wie für die Speicherdrossel (Bild 1) ein Kern EE 42 aus Manifer 183 verwendet. Für die Belastung von etwa 25 W muß die Induktivität der Primärwicklung mindestens 20 mH betragen. Da mit der Induktivität auch die Streuinduktivität steigt, die insbesondere beim Sperrwandler gefährliche Spannungsspitzen hervorruft, sollte die Minimalgröße nicht wesentlich überschritten werden. Bild 7 zeigt den Wicklungsaufbau von T1. Zuerst wird die Primärwicklung n1 mit 200 Wdg., 0,30-mm-Cul (3 Lagen) aufgebracht, dann die Hilfswicklung n2 von 22 Wdg., 0,2-mm-Cul. Darauf folgt die Schirmwicklung S1, eine Lage Cu-Folie 0,03 mm. Nach einer weiteren, gleichartigen Schirmwicklung S2 folgen die Sekundärwicklungen n3 mit 6 Wdg., 1,0-mm-Cul und n4 mit 13 Wdg., 0,8-mm-Cul, die nebeneinandergewickelt eine Lage ergeben. Die Isolation zwischen den Wicklungen besteht aus je 2 Lagen Lackpapier 0,1 mm, die Lagenisolation von n1 aus je einer Lage. Die Isolation muß sehr sorgfältig ausgeführt werden. Soweit möglich, sollten die Wicklungen beidseitig nur bis 1 bis 2 mm an das Ende des Wickelkörpers reichen, um die Kriechstrecken zu vergrößern. Die Enden der Schirmwicklungen dürfen sich nicht berühren, um keine Kurzschlußwindung zu bilden. Der Luftspalt des EE-Kerns wird durch Papierzwischenlagen auf etwa 0,18 mm eingestellt und anschließend die Induktivität von n1 überprüft. Sie soll rund 10 % über der errechneten Minimalinduktivität liegen, im vorliegenden Fall bei etwa 22 mH. Gegebenenfalls ist der richtige Wert durch Korrektur des Luftspalts einzustellen. Der Transformator und die Schirmwicklung S1 werden mit dem Pluspol der Speisespannung $+U_B$ (etwa 310 V), und S2 mit dem Schutzleiterpotential verbunden. Die Wicklungsenden von Wandlertransformatoren dürfen nicht verwechselt werden. Deshalb ist in Bild 6 der jeweilige Wicklungsanfang mit einem Punkt gekennzeichnet.

An die Niederspannungswicklungen n3 und n4 sind Einweggleichrichterschaltungen mit nachgeschalteten LC-Gliedern zur Störspannungsunterdrückung angeschlossen (UKW-Drosseln

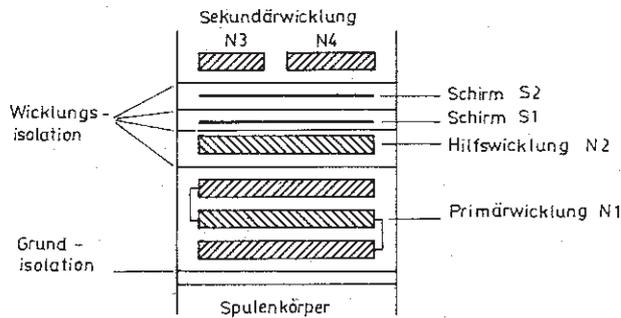
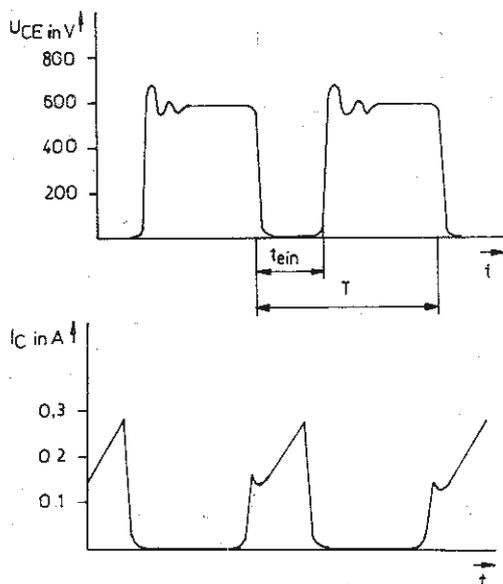


Bild 7 Wicklungsaufbau des Transformators des Sperrwandlernetzteils nach Bild 6

o. ä.) C5, R1, R20 und R22 werden noch nicht in die Schaltung eingesetzt. An den 5-V-Ausgang wird ein Lastwiderstand von etwa $5\ \Omega$ angeschlossen, an den 12-V-Ausgang ein solcher von etwa $20\ \Omega$. Mit R18 stellt man die Ausgangsspannung von 5 V ein. Die 12-V-Spannung wird kontrolliert. Da sich beide Spannungen mit R18 nur gemeinsam verändern lassen, muß gegebenenfalls ein Kompromiß gewählt werden. Mit einem am Kollektor von VT2 angeschlossenen Oszilloskop wird der Verlauf der Kollektorspannung kontrolliert. Er sollte etwa Bild 8a entsprechen. Die Spannungsspitzen sollten die 700-V-Grenze nicht überschreiten. Die Ausgangsspannung (5 V) muß sich um etwa $\pm 20\%$ vom Nennwert verstellen lassen. Das Lastverhältnis $V_{I_{max}} = 0,5$ darf bei $+20\%$ gerade erreicht werden.

Durch das SOAR-Glied C21, R26, VD2 wird gewährleistet, daß die Kollektorspannung von VT2 erst dann über 300 V ansteigt, wenn der Kollektorstrom unter 3 mA gefallen ist. Steht ein 2-Kanal-Oszilloskop zur Verfügung, können Kollektorstrom und Kollektorspannung gleichzeitig sichtbar gemacht werden. Dabei läßt sich die Einhaltung der SOAR-Bedingung ($U_{CE} > 300\text{ V}$, nur, wenn $I_C < 3\text{ mA}$) leicht kontrollieren. Dabei können durch Vergrößern von R26 und Verkleinern von C21 die Verluste durch das SOAR-Glied verringert werden. Um ein Eingangssignal für das Oszilloskop zu gewinnen, das dem Kollektorstrom entspricht, muß ein Widerstand von etwa $1\ \Omega$ zwischen $+U_B$ und Primärwicklung von T1 eingeschaltet werden. Das Gehäuse des Oszilloskops liegt dann allerdings auf $+U_B$ -Potential. Das wird vermieden, wenn der Spannungsabfall über R25, der dem Emitterstrom folgt, zur Kontrolle benutzt wird. Dieser zeigt dann

Bild 8 Strom- und Spannungsverlauf am Transistor VT2 (Bild 6) bei einer Netzwechsellspannung von 220 V d.h. $U_B \approx 310\text{ V}$

einen dem Kollektorstrom sehr ähnlichen Verlauf, wenn kein »Stromschwanz« [6] auftritt.

Sind alle Funktionen überprüft, wird die Hilfsspannung entfernt, die Schaltung komplettiert und auf Eigenversorgung aus der Wicklung n2 bzw. aus der Anlaufschaltung R1, C5 umgestellt. Wird ein sicherer Anlauf nicht erreicht, sind versuchsweise C1 oder/und C5 zu vergrößern oder C6 zu verkleinern, oder für VD1 ist ein Typ mit einer höheren Z-Spannung (13 bis 15 V) zu wählen.

Sperrwandler sollen nicht im Leerlauf betrieben werden. Empfohlen wird ein Betrieb mit 40 bis 100 % der Nennlast. Zum Schutz gegen Überspannung kann, wie bei den Schaltreglern, eine Z-Diode parallel zum Ausgang geschaltet werden. Günstig ist die Auswahl einer Diode, deren Z-Spannung nur geringfügig über der Ausgangsspannung bei Vollast liegt, mit einem Widerstand (R30) von 1 bis $3\ \Omega$ in Reihe. Das für Sperrwandler typische Ansteigen der Ausgangsspannung bei sehr kleiner Belastung, das bei der vorliegenden Variante mit getrennter Istwertwicklung besonders ausgeprägt ist, wird dadurch in Grenzen gehalten.

Will man das Netzteil für nur eine Spannung auslegen, muß mit der auf die Hälfte verringerten Leistung die Primärinduktivität von T1 durch Verkleinern des Luftspalts auf etwa 40 mH erhöht werden.

Bei dem Schaltnetzteil nach Bild 6 führen alle Schaltungsteile außer der Schirmwicklung S2 und den Sekundärwicklungen n3 und n4 mit den zugehörigen Gleichrichterschaltungen Netzpotential und dürfen nicht berührt werden. Am Kollektor von VT2 treten bei einwandfrei funktionierender Schaltung Spannungsspitzen bis zu 700 V auf, bei fehlerhaftem SOAR-Glied bis über 1000 V. Bei der Erprobung sollte ein Trenntransformator zwischengeschaltet werden. Die komplette Schaltung ist dann vom Netz getrennt.

Das fertige Gerät sollte auch aus Gründen der Störsicherheit in ein Blechgehäuse eingebaut werden, das, mit dem Schutzleiter verbunden, außerdem den erforderlichen Berührungsschutz garantiert. Als weitere Störschutzmaßnahme ist in die Netzzuleitung ein Filter einzuschalten, das mindestens aus 2 Entstörkondensatoren mit den zwischengeschalteten Spulen einer Stabkern-drossel besteht [1].

Achtung! Netzteile dieser Art dürfen nur vom Fachmann hergestellt werden, der die einschlägigen Sicherheitsbestimmungen kennt und zu berücksichtigen in der Lage ist!

Literatur

- [1] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. In: radio fernsehen elektronik, Heft 7 bis 12/1980.
- [2] D. Müller, Schaltnetzteile – auch für den Amateur interessant. In: Elektronisches Jahrbuch 1984, Berlin 1983, Seite 191 bis 205.
- [3] J. Wüsthube u. a., Schaltnetzteile 1982.
- [4] H. Prochnow, SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen. In: radio fernsehen elektronik, Heft 10/1980, Seite 667 bis 670.
- [5] W. Schuster, Der Einsatz des Ansteuerschaltkreises B 260 in Gleichspannungswandlern, Schaltnetzteilen und Schaltreglern. In: 9. Halbleiterbauelementesymposium 1981 in Frankfurt (Oder), Band 1, Seite 125 bis 138.
- [6] D. Müller, Schaltnetzteile ohne Netztransformator. In: Elektronisches Jahrbuch 1986, Berlin 1985, Seite 174 bis 193.
- [7] K. Rischmüller, Basisansteuerung von Hochvolttransistoren. In: Elektronik, Heft 11/1977, Seite 55 bis 58.
- [8] H. H. Krüger, Integrierte Schaltnetzteilansteuerschaltung B 260 D und ihre Einsatzmöglichkeiten. In: radio fernsehen elektronik, Heft 2/1982, Seite 71 bis 75.
- [9] D. Müller, Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator. In: Elektronisches Jahrbuch 1986, Berlin 1985, Seite 259 bis 273.